High Power PIN Diode Switch

5 KW on 144 MHz

Leif Asbrink, SM5BSZ

PIN diodes are regularly used as power switches in radio transceivers. The advantage of a PIN diode over a mechanical relay is the very high speed and absence of moving parts. The advantage of a PIN diode compared to an ordinary switching diode is that a PIN diode is non-rectifying, and it can carry much more RF current than the DC current used for biasing. Both of these features are due to the PIN diode's very long carrier lifetime, typically several hundred nanoseconds or more. When the applied RF voltage is reduced or even reversed, current carriers still persist in the PIN junction, so the diode continues to conduct.

PIN diodes are typically operated in 50 ohm systems and many different configurations are possible. When high power is desired and narrow bandwidth is not a problem, a switch like the one shown in Fig 1 is a common solution.

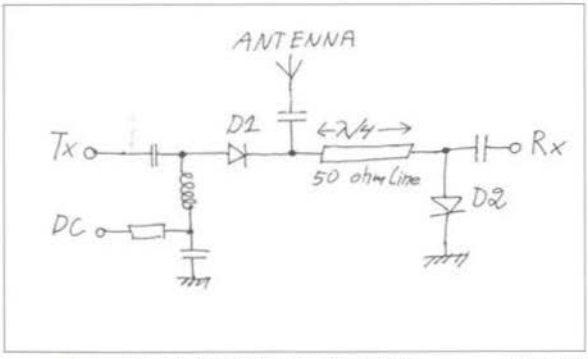


***Fig. 1** Typical PIN diode TR switch*

In receive mode, the DC voltage is zero and the PIN diodes have a very high RF resistance. In transmit mode, a suitable DC voltage drives current through both diodes, so they have a very low RF resistance. D1 connects the transmitter to the antenna, and D2 shorts the receiver input to ground. The quarter-wave line is shorted at the receiver end, so exactly at the design frequency, the impedance is purely resistive and extremely high. It will not affect the load impedance of the transmitter much, as long as the frequency of operation is within about 5% of the design frequency. One advantage of the TR switch of Fig 1 is that there is no need for a high-voltage diode. Biasing is also very simple. The switch of Fig 1 is described in the data sheet of the high-power PIN diode UM9415, and the data sheet says that this switch can handle 1 kW safely.

At a power level of 1 kW the RF current through D1 is 4.5 amperes. The current through D2 is similar. We can see the quarter-wave line as a transmission line through which 'forward' and 'reflected' waves of half the amplitude flow. At the antenna end the currents cancel and the voltages add; while at the Rx end, the voltages cancel and the currents add. The UM9415 diode can carry 10 amperes of RF current, so the switch in Fig 1 could handle 5kW into 50 ohms. But if we attempt to transmit into a high SWR, then even at lower power the RF currents may be much higher than 10 A, and may destroy the diodes.

How can we improve this, to make a PIN switch that will handle EME powers in real life? It is really very straightforward - we use quarter-wave impedance transformers to allow the diodes to operate at lower RF currents. Look at Fig 2. There is a 50 ohm coax from Tx to antenna. Along this cable there are two T connections separated by one quarter-wavelength. At each T a high impedance quarter-wave coax stub is connected. These two stubs are made from specially constructed 100 ohm coax, with a centre conductor diameter of only 3 mm and an outer conductor diameter of about 45 mm (taken from a 2-inch 50 ohm cable). Two spacers made from 1 mm teflon hold the centre conductor in place, one near the midpoint and one a few centimetres from the PIN diode. At the T connection the centre conductor is well kept in place by being soldered to the much thicker centre conductor of the 50 ohm Tx cable.

At the end of each high impedance stub there is a PIN diode from the inner conductor to an RF ground point to which the DC for the diode is routed. The RF ground point is a piece of thick copper to keep the PIN diode cool, which is well decoupled to chassis ground (the parasitic inductance of the decoupling capacitor adds to the diode inductance, but is balanced out by a little coil; see below).

Figs 3a and 3b show the construction. Fig 3a is the Tx side. A shielding box of something like 60*90*30 mm is soldered to the end of the large outer conductor of the 100 ohm stub. A 15 mm hole allows the centre conductor of the stub to pass through into the box.

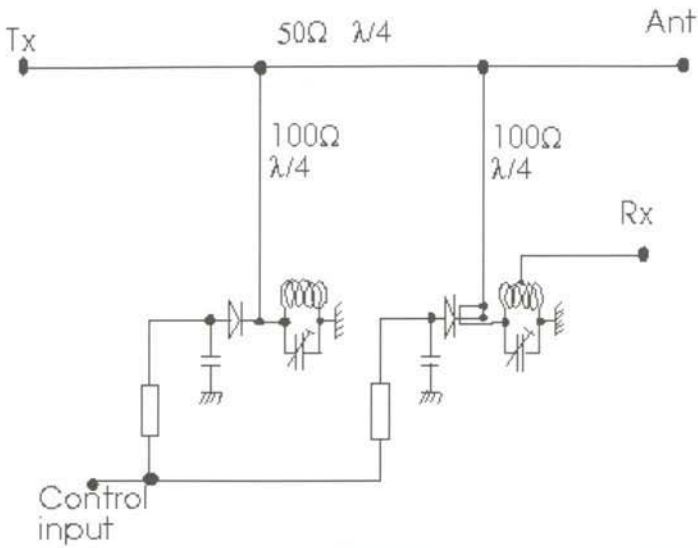


Fig. 2 *Schematic diagram of high power PIN diode switch*

A 1 mm thick copper plate, something like 50*25 mm, is sitting a few mm above the base of the box. The plate is positioned towards the right in Fig 3a, so that the diode can be soldered between the end of the coax centre conductor and the edge of the plate with practically zero lead lengths. The purpose of the plate is to provide good cooling for the PIN diode, and to distribute the RF current equally between several bypass capacitors. The capacitors have to carry 10 amps in total, so the number that you need will depend on what current each one can take. Silver mica was the only "high current" capacitors in my junk box - I would think that the capacitors used in transistor amplifiers in the 100W range would also be suitable for currents in the 10A range.

For transmit, the wirewound resistor is selected to give 1A forward DC current through the diode when 5V is applied to the control input. In receive, both diodes have 12V DC backwards.

From the centre conductor at the same point as where the PIN diode is connected, there is a LC circuit for 144 MHz, that can be tuned to make each quarter-wave stub exactly resonant for maximum isolation.

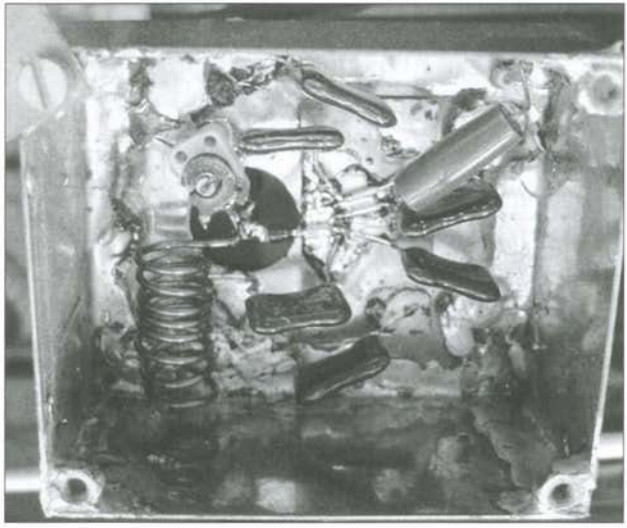


Fig. 3a *The PIN diode at the Tx side.*

*Immediately right to the hole is the 50*25 mm piece of 1 mm thick copper, the purpose of which is to remove heat. The PIN diode is soldered between this copper sheet and the inner conductor of the stub, with less than 1 mm lead lengths*

The coil has many turns (8) so it is tuned with a very small capacitor (above the coil). The impedance is VERY high at this point in receive mode, which is necessary to make the impedance VERY low at the other end of the quarter-wave, so any noise from the transmitter is well suppressed. A very high L/C ratio makes the isolation good over

Fig. 3b *The PIN diode at the Rx side*

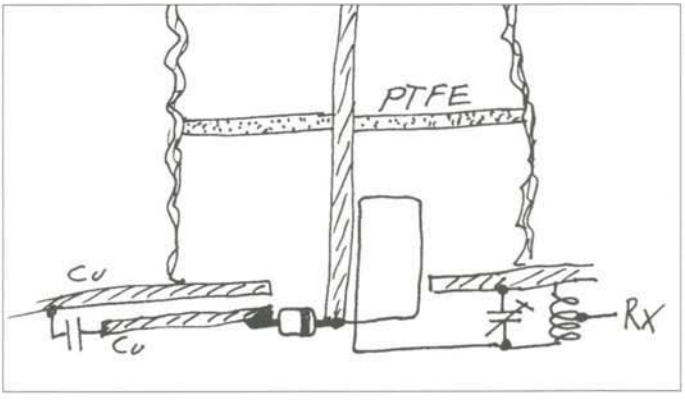
a reasonable bandwidth. The coil and trimmer capacitor are connected to the 3 mm inner conductor of the 100 ohm coaxial stub where it enters the little box containing the components.

The Rx side in Fig 3b is basically the same, except that the Rx output is connected to a tap on the coil. The L/C ratio here is much lower because the impedance is only 200 ohms, and the coil is used to transform the impedance down to 50 ohms by a centre tap. To make the isolation from the transmitter better, a small rectangular loop, about 8 by 20 mm, is positioned alongside the inner conductor of the stub as illustrated in Fig 3c. (This loop is indicated in Fig 2 but not visible in Fig 3b.) The loop couples to the current flowing through the diode, and when adjusted correctly, it balances the voltage due to the inductance of the diode. The loop is adjusted for maximum isolation in TX mode.

Operation in RX Mode

With 100 ohms impedance in the coax stubs, the impedance in a 50 ohm system becomes 200 ohms at the PIN diode, so a tap halfway up the coil restores 50 ohms. When the Rx is connected, the PIN diode is loaded by 200 ohms, so at the other end of the 100 ohms quarter-wave, 50 ohms is obtained.

Fig 3c *Details of the Rx side*



This point will see 50 ohms towards the antenna, and an open circuit towards the transmitter - a quarter-wave to the short circuit created by the other open quarter-wave stub.

To check the position of the centre tap, just measure the SWR (low power) of the Rx port in Rx mode. The reactive part of the impedance is tuned to zero with the tuning capacitor (or the total number of turns). The real part can be adjusted by moving the tap. You may also tune and tap for minimum (=0dB) loss in a 50 ohm lab system. That will give an identical result.

If the diodes are not reverse biased for Rx, the loss is about 0.5 dB, because the resistance is about 1.5 kohms at zero volts. With 12V backwards bias, the resistance is maybe 5 times higher and the losses in Rx mode is maybe 0.1dB. The reverse current causes no measurable noise in the Rx path. The carrier lifetime is very long, 2 microseconds, so noise is not produced at VHF - or at least, I can not measure it.

TX Mode and Power Handling

The PIN diode makes a very good RF short circuit (0.1 ohms) when 1A DC is flowing through it. The two quarter-wave stubs operate in identical fashion in Tx mode. The HF power coming from the Tx will see 50 ohms towards the antenna, and 10000/R ohms towards the PIN diode at both T points (where R is the resistance of the PIN diode). Other losses are negligible compared to the diode losses.

At SWR=1, this PIN switch should allow at least 20kW continuous wave, and much higher peak powers, based on the following analysis (with thanks to Steve Harrison, KO0U, for corrections). At 20kW and SWR=1, 20A will flow towards the antenna with 1000 volts at each T junction. The diode UM9415 has an RF resistance of 0.1 ohms at 1A DC bias, so the impedance at the T junction is transformed to 100,000 ohms due to the quarter-wave stub made from 100 ohm line. 1000 volts over 100,000 ohms is transformed by the stub to 1 volt over 0.1 ohms, so the current is at the limit of 10A for this PIN diode. The power dissipated in the diode is 10 W, which is permitted if both leads are extremely short and kept below 50 degrees C, which is not really a problem.

Of course, the power rating has to be reduced at higher SWR values. For example, at SWR=4 with an unfavourable phase angle, the current through the diode may reach 10A/10W at a much lower power level of 5kW; and higher SWR values will reduce the allowable power level further. However, in several years of practical experience with this PIN diode switch, it has plenty of power margin for EME operation, even when the antenna is detuned by wet ice.

The UM9415 diode can be bought in small quantities at www.antennspecialisten.se. It is manufactured by Microsemi, who have an excellent booklet *PIN Diode Designers' Handbook* describing the use of PIN diodes for various purposes including phase shifters and high power switches (30kW).

Preamp Cable Length

The GaAsFET preamp is connected directly to the PIN diode switch with no additional protection. BUT the PIN diode switch is a source of a very low impedance at the Rx port in transmit mode (like all shorting relays), so the cable length between the PIN diode switch and the preamp is important, to minimise the power feed-through from the Tx. At full power I get about 1 volt rms across a 50 ohm resistor if I connect it instead of the preamp. This is only 20 mW, so one might think it is not any problem. BUT if a 1 ohm resistor is connected, with a cable of an electrical length of a half wavelength, the voltage is still the same, and the power is then 1W. When the preamp is driven into saturation the impedance is far from 50 ohms. If the cable length is badly selected too much power may be transferred.

The practical solution is as follows - and it may be useful also if you use normal mechanical relays for Rx/Tx switching. I assume a GaAsFET is used as the active component.

1. Switch off the DC voltage to the GaAsFET at the same time as the current through the PIN diodes is switched on. There is no need to heat the chip with power from drain current.

2. When you have verified that the Tx/Rx switch does not give more than say 5 volts in a 50 ohm resistor at full output power, lower the power by 20dB and connect the preamp. Measure the voltage across the source resistor, which gives the gate current - remember, no DC to the drain. If you can not see any gate current, increase power until you can.

3. Try some different cable lengths between the preamp and the Tx/Rx switch. For each length, start at low power. There will be a very sharp minimum in the gate current at a certain length, and that is the correct length to use.

The MGF1502 which I use could take 30 mA of gate current for a very long time - but not forever. I had been running the system for two years before it failed. That was before I realised that the cable length is important. Now the gate current is below 5mA after I inserted a quarter-wave more cable. I did not really worry to look for the exact minimum since I think the margin is good enough.

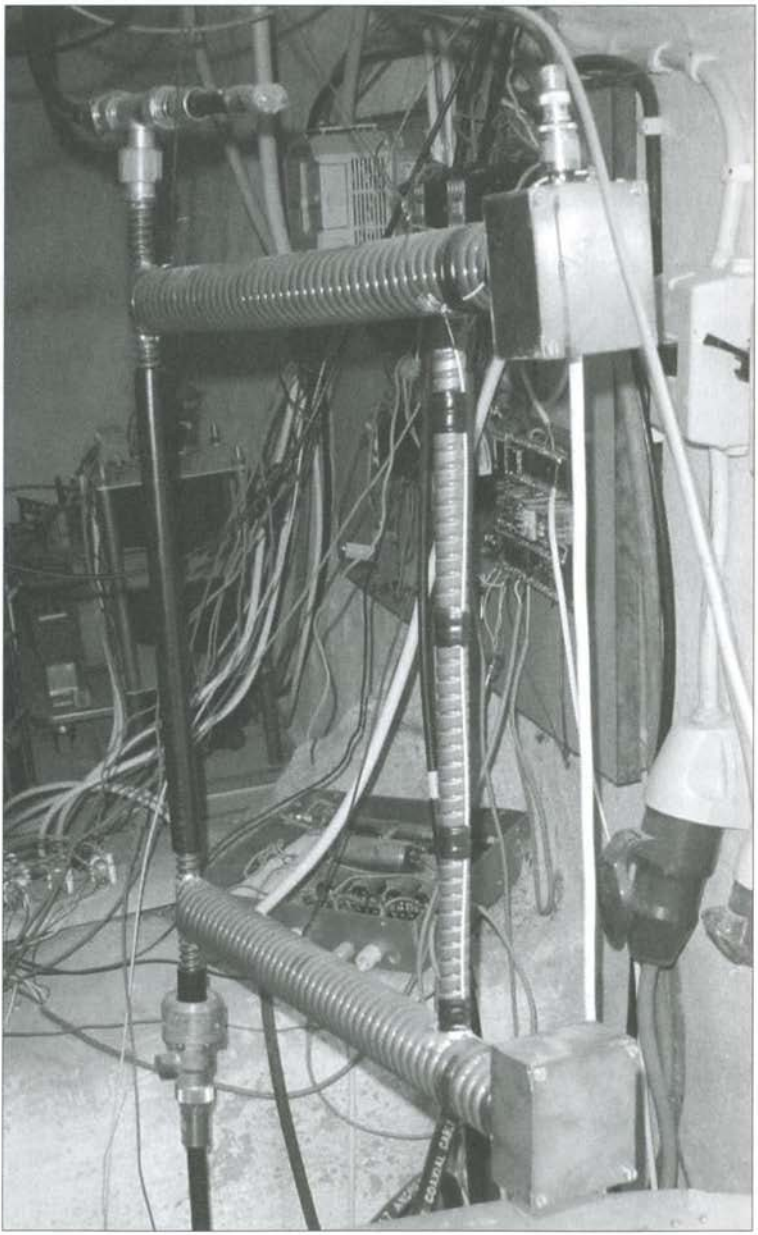


Fig. 4 *The high power PIN diode switch*

The control unit in the open aluminium box supplies the PIN diode switch with +5V or –12V. It also supplies the control grid of the QBL5/3500 with –400V to prevent it from generating noise in Rx mode, or it gives the normal DC bias for a suitable idle current in Tx mode. (Above the switch you can see an open quarter-wave stub, not mentioned in the article, that eliminates 432 MHz. There is a second stub further up the cable to provide a really deep notch at 432 MHz.)

High-Power PIN-Diodenrelais

5 KW auf 144 MHz

von Leif Asbrink, SM5BSZ

PIN-Dioden werden häufig als Leistungsschalter in Funkgeräten eingesetzt. Der Vorteil einer PIN-Diode gegenüber einem mechanischen Relais liegt in der sehr hohen Geschwindigkeit und dem Fehlen beweglicher Teile. Der Vorteil einer PIN-Diode gegenüber einer normalen Schaltdiode ist, dass die PIN-Diode nicht gleichrichtet und sie viel mehr HF-Strom verträgt als Ruhe-DC-Strom. Diese beiden Eigenschaften sind in der sehr langen Carrier-Lebensdauer der PIN-Diode begründet, die typisch bei einigen hundert Nanosekunden oder mehr liegt. Wenn die anliegende HF-Spannung sinkt oder sogar umgepolt wird, bleibt der Strom-Carrier im PIN-Übergang immer noch bestehen, d.h. die Diode bleibt leitend.

PIN-Dioden werden normalerweise in 50-Ohm-Systemen eingesetzt. Viele verschiedene Schaltungen sind möglich. Wenn hohe Leistung benötigt wird und eine schmale Bandbreite kein Problem darstellt, ist ein Schalter wie in Bild 1 dargestellt, eine gängige Lösung.

Abb. 1: *Typischer PIN-Dioden S/E-Schalter*

Im Empfangsmodus ist die DC-Spannung Null und die PIN-Dioden haben einen sehr hohen HF-Widerstand. Im Sendemodus wird duch eine geeignete DC-Spannung Strom durch beide Dioden geschickt, so dass sie einen sehr geringen HF-Widerstand haben. D1 verbindet den Sender mit der Antenne, D2 legt den Empfängereingang an Masse. Die Viertelwellenleitung wird am RX-Ende so exakt auf die Sollfrequenz abgestimmt, dass die Impedanz sehr hoch und nur resitiv wird. Die Last-Impedanz des Senders wird kaum beeinflusst solange die Arbeitsfrequenz nicht um mehr als 5% von der Design-Frequenz abweicht. Ein Vorteil der Schaltung von Bild 1 ist, dass keine Hochspannungsdiode benötigt wird. Die Vorspannungserzeugung ist auch sehr einfach. Der Schalter von Bild 1 ist im Datenblatt der Hochleistungs-PIN-Diode UM9415 beschrieben. Das Datenblatt gibt an, dass dieser Schalter 1 KW sicher verarbeiten kann.

Bei einer Leistung von 1 KW beträgt der HF-Strom durch D1 4.5 Ampere. Der Strom durch D2 ist ähnlich. Wir können die Viertellwellenleitung als Transmission-Line betrachten, durch die vor- und rücklaufende Wellen halber Amplitude laufen. Am Antennenende löschen sich die Stöme aus und die Spannungen addieren sich. Am RX-Ende löschen sich die Spannungen aus und die Ströme addieren sich. Die UM9415-Diode kann 10 Ampere HF-Strom vertragen, so dass der Schalter aus Bild 1 5 KW bei 50 Ohm vertragen könnte.

Wenn man aber versucht, in ein höheres SWR zu senden, dann kann sogar bei niederiger Leistung der HF-Strom viel grösser als 10 A und die Dioden könnten zertört werden.

Wie kann man das verbessern, d.h. einen PIN-Schalter für EME-Power im täglichen Leben realisieren?

Es ist wirklich ganz einfach: Wir benutzen Viertelwellen-Impedanz-Transformatoren, damit die Dioden bei niedrigeren HF-Strömen arbeiten können. Schaltung siehe Abb. 2.

Da läuft ein 50-Ohm-Koax vom Sender zur Antenne. In diesem Kabel sitzen zwei T-Stücke im Abstand von einer viertel Wellenlänge. An jedes T-Stück ist ein Viertelwellenstück-Koax (Stub) mit hoher Impedanz angeschlossen. Diese beiden Stubs werden aus speziell konstuiertem 100-Ohm-Koax angefertigt, das einen Innenleiter von nur 3 mm Durchmessser besitzt. Der Außenleiter stammt von einem 2-Zoll-Kabel für 50 Ω mit einem Durchmesser von 45 mm. Zwei Abstandshalter aus 1 mm Teflon halten den Innenleiter im Zentrum, einer in der Mitte und einer wenige Zentimeter von der PIN-Diode entfernt. Am T-Stück wird der Innenleiter durch die Verlötung mit dem wesentlich dickeren Innenleiter des 50 Ω-Kabels gehalten.

Am Ende jedes Viertelwellenstückes sitzt eine PIN-Diode zwischen dem Innenleiter und einem Stück dickem Kupfer, über das die Gleichspannung für die Diode zugeführt wird - Kupfer aus Gründen der besseren Kühlung. Ansonsten ist nur eine gute elektrische Entkopplung wichtig. (Die Induktivität der Entkopplung (Entkoppel-C) addiert sich zu der Diodeninduktivität und wird durch eine kleine Spule ausgeglichen, siehe weiter unten.)

Abb 3a und 3b zeigen die Konstruktion. Abb. 3 a zeigt die TX-Seite. Ein Metallkasten von ca. 60 x 90 x 30mm wird zur Abschirmung auf das Ende des großem Aussenleiters des 100-Ohm-Stub gelötet. Ein Loch von 15mm Durchmesser ermöglicht die Einführung des Innenleiters des Stubs in den Kasten.

Abb. 2: *Schaltbild High Power PIN-Dioden Schalter*

Eine Kupferplatte von etwa 60x90 mm wird an das Ende des Außenleiters gelötet. Eine 15 mm Bohrung in der Platte läßt den Innenleiter herausschauen. Eine weitere Kupferplatte von ca. 50x50

mm sitzt einige mm über der anderen Plat-te, und zwar an der Seite, so, daß die Diode prak-tisch mit Drahtlänge null angelötet werden kann. Der Rand der kleinen Platte ist rundherum mit Abblockkondensatoren versehen, die sich den Strom teilen sollen – der Gesamtstrom beträgt 10 A HF, die Anzahl der C's richtet sich danach, wieviel sie vertragen.

Eine 1mm dicke Kupferplatte von etwa 50 x 25mm sitzt einige mm über dem Boden des Kastens. Die Platte ist rechts in Abb. 3a positioniert, so dass die Diode direkt zwischen Ende des Koax-Innenleiters und der Ecke der Kupferplatte eingelötet werden kann, praktisch ohne Anschlusslängen. Die Platte ermöglicht eine gute Kühlung der Diode und eine gleichmässige Verteilung des HF-Stroms auf mehrere Kondensatoren. Die Kondensatoren müssen insgesamt 10 Ampere verkraften können, d.h. die benötigte Stückzahl hängt von den verwendeten Typen ab bzw. was für Ströme sie vertragen. Bei mir waren als „Hochstrom-C's" nur „Silver mica" in der Baselkiste vorhanden. Ich denke, dass Kondensatoren aus 100W-Transistor-PA's ebenfalls geeigent für Ströme im 10-A-Bereich sein müssten.

In der Betriebsart Senden fließen je 1 A Ruhestrom durch beide Dioden. Ein Drahtwiderstand führt die nötigen 5 Volt zu. im Empfangsfalle liegen 12 VDC Sperrspannung an.

Am Mittelleiter, da wo die PIN-Diode angelötet ist, liegt ein LC-Schwingkreis für 144 MHz, der so abgestimmt wird, dass die beiden Viertelwellen-Stubs exakt resonant sind für maximale Isolation.

Abb. 3a: *Die PIN-Diode auf der TX-Seite*

Direkt rechts neben dem Loch befindet sich die 1mm dicke 50 x 25mm Kupferplatte, die zur Kühlung dient. Die PIN-Diode wird zwischen dieser Kupferplatte und dem Inneleiter des Stub eingelötet, wobei weniger als 1mm Zuleitungslänge nötig ist.

Sie Spule hat viele Windungen (8), so dass sie mit einem sehr kleinen Trimmer-C (über der Spule) abgestimmt wird. Die Impedanz ist SEHR hoch an diesem Punkt im RX-Mode. Dies ist nötig, damit die Impedanz SEHR niedrig am anderen Ende der Viertelwellenleitung wird. Damit wird jedes Störsignal vom TX gut unterdrückt. Ein sehr hohes L/C-Verhältnis macht die Isolation über eine brauchbare Bandbreite gut.

Die Spule und der Trimmerkondensator werden an den 3mm-Innenleiter des 100-Ohm-Koax-Stubs dort angelötet, wo er in den Kasten mit den Bauelementen eintritt.

Abb. 3b: *Die PIN-Diode auf der RX-Seite*

Die RX-Seite in Abb 3b ist vom Grundsatz her gleich mit Ausnahme, dass der RX-Ausgang an einer Anzapfung der Spule angeschlossen ist. Das L/C-Verhältnis hier ist viel geringer, weil die Impedanz nur 200 Ohm beträgt. Die Spule wird zur Transformation der Impedanz auf 50 Ohm durch eine Mittelanzapfung benutzt.

Um eine bessere Isolierung vom Sender zu erreichen, wird eine kleine rechtwinklige Schleife von ca. 8 x 20mm längs des Innenleiters des Stubs angebracht, wie in Abb 3c zu sehen. Die Schleife ist in Abb. 2 eingezeichnet, in Abb. 3b aber nicht sichtbar. Die Schleife koppelt auf den Strom der Diode und gleicht bei richtiger Einstellung die Spannung aus, die aufgrund der Induktivität der Diode entsteht. Die Schleife wird auf maximale Isolation im TX-Mode abgestimmt.

Arbeiten im RX-Mode = Empfangen

Mit den 100 Ω des Koax-Stubs ergeben sich 200 Ω an der PIN-Diode. Damit kommt man mit einer Anzapfung in der Mitte der Spule wieder auf 50 Ω. Wenn der Empfänger angeschlossen ist, wird die Diode also mit 200 Ω belastet, so dass sich am anderen Ende der 100-Ohm-Viertelwellenleitung 50 Ω ergeben. Dieser Punkt sieht 50 Ω Richtung Antenne, und ist hochohmig (offen) Richtung Sender – λ/4 zu dem durch das andere offene Viertelwellenstück erzeugten Kurzschluss.

Um die Position der Mittelanzapfung zu verifizieren, mißt man einfach das VSWR (bei wenig Leistung) am Empfängeranschluß im Zustand Empfangen. Der Blindanteil der Impedanz wird entweder mit dem Abstimm-C oder der Anzahl der Windungen auf null getrimmt. Der Realanteil kann durch Verschieben der Anzapfung eingestellt werden. Man kann auch auf Minimum-Verluste (= 0 dB) an einem 50 Ω-System auf dem Labortisch justieren. Das Ergebnis ist identisch.

Abb. 3c: *Details der RX-Seite*

Wenn die Dioden beim Empfang nicht mit einer negativen Vorspannung versorgt werden, beträgt der Verlust 0.5 dB, da der Widerstand etwa 1.5 kOhm bei 0 Volt beträgt. Mit 12V Sperrspannung ist der Widerstand ungefähr 5x höher und der Verlust im RX-Mode beträgt rund 0.1 dB. Durch den Sperrstrom wird kein messbares Rauschen im RX erzeugt. Die Lebensdauer der Carriers ist mit 2 Mikrosekunden sehr lang, so dass kein Rauschen im VHF-Bereich erzeugt wird, zumindest kann ich keins messen.

Senden und Leistung

Die PIN-Diode erzeugt einen sehr guten Kurzschluß (0.1 Ω), wenn 1A Vorwärtsstrom fliessen.

Die beiden Viertelwellenstubs arbeiten in der gleichen Weise im Sendemodus.

Die HF-Leistung vom Sender sieht 50 Ω Richtung Antenne, und 10000/R Ω Richtung PIN-Diode an beiden T-Verbindungen (R ist der Widerstand der PIN-Diode). Andere Verluste sind vernachlässigbar im Vergleich zu den Verlusten der Diode.

Bei SWR=1 sollte dieser PIN-Schalter mindestens 20 KW CW vertragen können und viel höhere Spitzenleistungen, basierend auf der folgenden Analyse (mit Dank an Steve Harrison, KO0U für die Korrekturen).

Bei 20 kW und SWR=1 fliessen 20A Richtung Antenne mit 1000 V an jeder T-Verbindung. Die Diode UM9415 besitzt 0.1 Ω HF-Widerstand bei 1A Ruhestrom, so dass die Impedanz wegen der Viertelwellen-100-Ω-Leitung an der T-Verbindung auf 100.000 Ω transformiert wird. Die Verlustleistung über der PIN-Diode beträgt dann 10 W. Dies ist noch zulässig, wenn die Temperatur 50 Grad nicht übersteigt, und die Anshclüsse extrem lurz sind, was beides kein Problem ist. Die gesamte Leistung fällt an der 100.000 Ω-Last ab (1000 V über 100.000 Ω transformieren zu 1 V über 0.1 Ω mit einer 100 Ω Viertelwellenleitung). Der Strom liegt mit 10 A am Limit der Diode.

Natürlich muss die Leistung bei höherem SWR reduziert werden. Bei SWR=4 kann der Strom durch die Diode bei 5 kW HF-Leistung 10A (bzw. 10W Verlustleistung) erreichen. Das gibt viel Spielraum mit dieser PIN-Diode, auch wenn die Antenne z.B. durch nasses Eis verstimmt ist.

Die UM9415 wird von Microsemi hergestellt. Sie haben eine excellente Broschüre „PIN Diode Designers' Handbook". Es beschreibt diverse Anwendungen der PIN-Diode wie Phasenschieber und Leistungsrelais bis 30 kW. Die Diode kann in kleinen Stückzahlen von www.antennspecialisten.se bezogen werden.

Vorverstärker und Kabellänge

Ein GaAs-FET-Vorverstärker wird ohne weiteren Schutz direkt an den PIN-Diodenschalter angeschlossen. Es ist wichtig zu wissen, daß die Kabellänge zwischen PIN-Diodenrelais und Vorverstärker entscheidend ist. Bei voller Leistung habe ich 1 Veff an einem 50 Ω -Widerstand anstelle des Empfängers gemessen. Man könnte denken, das sind nur 20 mW und kein Problem. Wenn jedoch ein 1 Ω -Widerstand hinter einer λ/2 –Leitung angeschlossen wird, ist die Spannung immer noch die gleiche, und damit die Leistung 1 W – der PIN-Diodenschalter stellt am RX-Anschluß im Sendenfall eine Quelle mit sehr geringer Impedanz dar (wie alle kurzschließenden Relais). Wenn der Vorverstärker in die Sättigung gefahren wird, liegt seine Impedanz weit weg von 50 Ω. Wenn die Kabellänge ungünstig gewählt wird, sieht der Vorverstärker zuviel Leistung.

Die Lösung für die Praxis folgt – sie ist vielleicht auch für die Verwendung normaler Relais hilfreich, wenn ein GaAs-FET im Vorverstärker sitzt.

1) Gleichspannung zum GaAs-FET in dem Moment abschalten, in dem der Strom durch die PIN-Diode eingeschaltet wird. Es gibt keinen Grund, den Chip mit seinem Drain-Strom zu heizen.

2) Wenn sichergestellt ist, daß der Sende /Empfangsschalter bei voller Leistung nicht mehr als z.B. 5 V an einem 50 Ω Widerstand abgibt, senkt man die Leistung ca. 20 dB ab und schließt den Vorverstärker an. Jetzt wird die Spannung am Source-Widerstand gemessen, woraus man den Gate-Strom errechnen kann (zur Erinnerung: kein Gleichstrom am Drain!). Wenn kein Gate-Strom zu sehen ist, Leistung erhöhen, bis Strom fließt.

3) Nun werden verschiedene Kabellängen zwischen Relais und Vorverstärker ausprobiert. Für jeden Versuch beginnt man bei niedriger Leistung. Es gibt ein sehr scharfes Minimum im Gate-Strom (bei sehr hoher Leistung). Das ist die gesuchte Kabellänge.

Der MGF1502, den ich benutze, kann am Gate 30 mA für eine sehr lange Zeit vertragen – aber eben nicht für immer. Ich habe das System 2 Jahre lang betrieben, bevor er gestorben ist. Das passierte, bevor mir klar wurde, daß die Kabellänge von Bedeutung ist. Heute liegt der Gate-Strom unter 5 mA, nachdem ich das Kabel um ein λ/4 -Stück verlängert habe. Ich habe mir nicht die Mühe gemacht, das exakte Minimum herauszufinden, ich war mir sicher, dass die Reserve groß genug ist.

Abb. 4: *High power PIN diode switch*

Die Control Unit in der offenen Aluminium-Box versorgt den PIN-Dioden-Schalter mit +5 oder -12 Volt. Sie versorgt ausserdem das Steuergitter der QBL5/3500 mit -400V, damit bei Empfang kein Rauschen erzeugt wird. Beim Senden wird die normale Vorspannung für Ruhestrom zugeführt Oberhalb des Schalters sieht man einen offenen Viertelwellen-Stub, der nicht in diesem Artikel erwähnt ist. Er eliminiert 432 MHz. Ein zweiter Stub weiter oben im Kabel ermöglicht einen tiefen Notch bei 432 MHz.

(TNX an Klaus, DL4EBY, für die deutsche Übersetzung!)